

ORTHOGONAL FREQUENCY MULTIPLEX COMMUNICATION EQUIPMENT

Patent Number: JP11266224

Publication date: 1999-09-28

Inventor(s): KOBAYASHI SEI

Applicant(s): NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>

Requested Patent: JP11266224

Application Number: JP19980068595 19980318

Priority Number(s):

IPC Classification: H04J11/00; H04B7/08; H04L1/04; H04L27/00

EC Classification:

Equivalents:

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide high transmission quality by low reception signal power when an orthogonal frequency multiplex communication equipment utilizes a channel for generating frequency selective fading and to prevent the decline of frequency utilization efficiency.

SOLUTION: A transmitter is provided with the multi-level modulation means 101-104 of plural systems and a frequency conversion means 105 for frequency- converting the output signals to one of plural carrier frequencies and frequency- converting one output signal to two or more carrier frequencies. A receiver is provided with plural multi-level demodulation means for performing demodulation for the respective signals of the plural carrier frequencies included in received signals and a diversity synthesis means for synthesizing the plural signals allocated to the same multi-level modulation means of the transmitter among the signals outputted by the multi-level demodulation means.

Data supplied from the **esp@cenet** database - I2

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-266224
(43)Date of publication of application : 28.09.1999

(51)Int.CI.

H04J 11/00
H04B 7/08
H04L 1/04
H04L 27/00

(21)Application number : 10-068595
(22)Date of filing : 18.03.1998

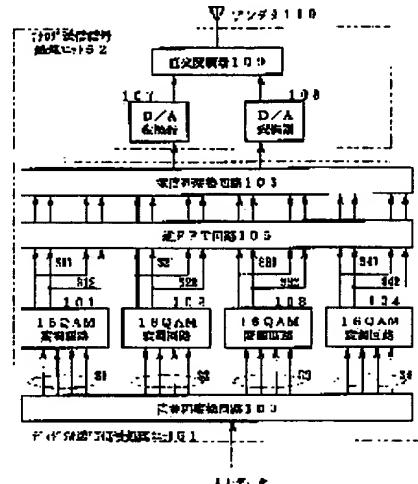
(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>
(72)Inventor : KOBAYASHI SEI

(54) ORTHOGONAL FREQUENCY MULTIPLEX COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide high transmission quality by low reception signal power when an orthogonal frequency multiplex communication equipment utilizes a channel for generating frequency selective fading and to prevent the decline of frequency utilization efficiency.

SOLUTION: A transmitter is provided with the multi-level modulation means 101-104 of plural systems and a frequency conversion means 105 for frequency-converting the output signals to one of plural carrier frequencies and frequency-converting one output signal to two or more carrier frequencies. A receiver is provided with plural multi-level demodulation means for performing demodulation for the respective signals of the plural carrier frequencies included in received signals and a diversity synthesis means for synthesizing the plural signals allocated to the same multi-level modulation means of the transmitter among the signals outputted by the multi-level demodulation means.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-266224

(43)公開日 平成11年(1999)9月28日

(51)Int.Cl.^a
H 04 J 11/00
H 04 B 7/08
H 04 L 1/04
27/00

識別記号

F I
H 04 J 11/00
H 04 B 7/08
H 04 L 1/04
27/00

Z
D
Z

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全13頁)

(21)出願番号 特願平10-68595

(22)出願日 平成10年(1998)3月18日

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72)発明者 小林 聖

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号 日本
電信電話株式会社内

(74)代理人 弁理士 古谷 史旺

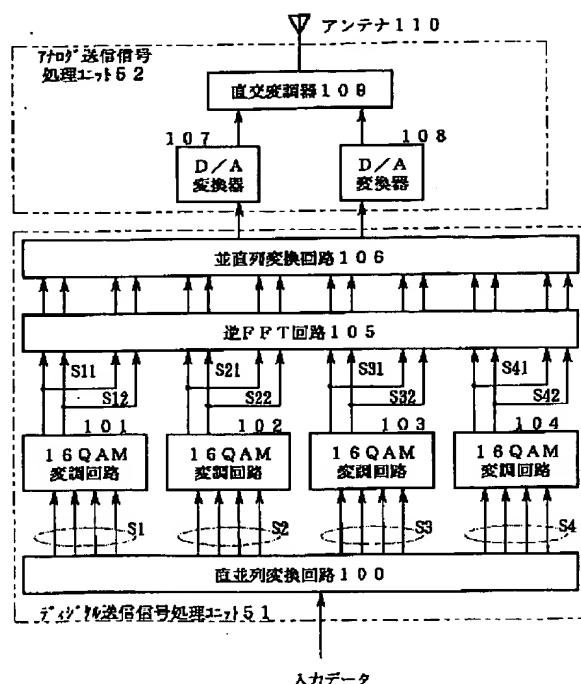
(54)【発明の名称】直交周波数多重通信装置

(57)【要約】

【課題】 本発明は、直交周波数多重通信装置が周波数選択性フェージングが生じる回線を利用する場合に低い受信信号電力で高い伝送品質を実現するとともに、周波数利用効率の低下を防止することを目的とする。

【解決手段】 複数系統の多値変調手段101～104とそれらの出力信号を複数の搬送波周波数のいずれかに周波数変換するとともに1つの出力信号を2以上の搬送波周波数に周波数変換する周波数変換手段105とを送信装置に設け、受信される信号に含まれる複数の搬送波周波数のそれぞれの信号について復調を行う複数の多値復調手段と、多値復調手段が出力する信号のうち、送信装置の同一の多値変調手段に割り当てられた複数の信号を合成するダイバーシチ合成手段とを受信装置に設けた。

第1の実施の形態の送信装置の構成



【特許請求の範囲】

【請求項1】 互いの周波数の間隔が $1/T$ (T は実数) の整数倍に定められた複数のM系統の搬送波を並列に用いる直交周波数多重通信装置において、変調シンボル周期が T [s] に定められ、1変調シンボルあたりの伝送ビット数を示す多値数が J の変調信号を出力するM以下のK系統の多値変調手段と、該多値変調手段の出力信号を前記M系統の搬送波の周波数のいずれかに周波数変換するとともに、前記K系統の多値変調手段からの出力信号のうち少なくとも1系統については、1つの出力信号を2以上の搬送波周波数に周波数変換する周波数変換手段とを送信装置に設け、受信される信号に含まれるM系統の搬送波周波数のそれぞれの信号について復調を行うM系統の多値復調手段と、該多値復調手段が出力する信号のうち、送信装置の同一の多値変調手段に割り当てられた複数の信号を合成するダイバーシチ合成手段とを受信装置に設けたことを特徴とする直交周波数多重通信装置。

【請求項2】 請求項1記載の直交周波数多重通信装置において、前記多値変調手段の多値数 J 及び系統数 K を可変に構成し、送信装置と受信装置との間の無線伝搬路の遅延分散の大きさを検出する遅延分散検出手段と、該遅延分散検出手段の検出結果に応じて前記多値変調手段の多値数 J 及び系統数 K を制御する制御手段とを設け、検出された遅延分散が比較的大きい場合には少なくとも1系統については多値数 J を大きくして、系統数 K を小さくし、検出された遅延分散が比較的小さい場合には少なくとも1系統については多値数 J を小さくして、系統数 K を大きくすることを特徴とする直交周波数多重通信装置。

【請求項3】 請求項2記載の直交周波数多重通信装置において、前記遅延分散検出手段に、受信装置の受信した信号に含まれるM系統の搬送波周波数のそれぞれの成分の受信信号レベルを検出する複数のレベル検出手段と、該レベル検出手段が検出した複数の受信信号レベルに基づいてそれらの不均一性を示す値を求める演算手段とを設けたことを特徴とする直交周波数多重通信装置。

【請求項4】 請求項2記載の直交周波数多重通信装置において、前記制御手段は前記遅延分散検出手段の検出結果に応じて、多値数 J 及び系統数 K の切替を指示する無線信号を送信装置を介して通信相手局の受信装置に送信し、多値数 J 及び系統数 K の切替を指示する無線信号を受信した受信装置は、受信した無線信号に従って前記多値変調手段の多値数 J 及び系統数 K を切り替えることを特徴とする直交周波数多重通信装置。

【請求項5】 請求項4記載の直交周波数多重通信装置において、多値数 J 及び系統数 K の切替を指示する前記制御手段からの制御信号を少なくとも所定時間遅らせて自局の送信装置及び受信装置に印加する遅延手段を設け

たことを特徴とする直交周波数多重通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、高速無線データ通信等に用いられる直交周波数多重通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】無線により高速且つ高品質なデータ通信等を実現するためには、多重遅延による周波数選択性フェージングを克服することが必要である。直交する複数の搬送波を並列に用いて信号伝送を行うO F D M (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数多重) 方式は、周波数選択性フェージングの生じる回線において伝送品質を改善するのに有効である。

【0003】使用する複数の搬送波の互いの周波数間隔が $1/T$ の整数倍の関係にあるものを直交する搬送波と呼ぶ。また、周期 T は変調シンボル周期と呼ばれる。従来の直交周波数多重通信装置の送信装置及び受信装置の構成例を図8に示す。図8に示す直交周波数多重通信装置においては、使用する搬送波周波数の数が8で、それぞれの搬送波がQ P S K (Quadrature Phase Shift Keying: 4相位相シフトキーイング) 変調される。

【0004】まず、送信装置について説明する。入力データは直並列変換回路により2ビット×8系列の並列データに変換される。直並列変換回路から出力される2ビット×8系列の並列データは、並列に配置された8個のQ P S K 変調回路によってそれぞれQ P S K 変調され、8系列の複素変調信号として出力される。Q P S K 変調回路が output する8系列の複素変調信号は逆F F T (Fast Fourier Transform: 高速離散フーリエ変換) 回路に入力され、逆フーリエ変換される。逆F F T 回路の出力には、複数の搬送波をQ P S K 変調した信号の時間波形が得られる。

【0005】つまり、逆F F T回路におけるサンプリング周波数及びF F Tのポイント数を f_s 及び N_s とする場合、逆F F T回路の各入力は周波数間隔 (f_s/N_s) で並ぶ複数の搬送波の各複素振幅に対応する。従って、周波数間隔 (f_s/N_s) と ($1/T$) とが等しくなるように f_s , N_s 及び T を定めれば逆F F T回路の出力には直交関係にある複数の搬送波をQ P S K 変調した信号の時間波形が得られる。

【0006】ただし、逆F F T回路の出力には8系列の信号の時間波形が並列に現れる。従って、並直列変換回路を用いて、逆F F T回路の出力する8系列の並列の信号から時系列の複素直列データを生成する。また、並直列変換回路は、O F D M方式に特有のガードインターバル挿入機能を備える。例えば、文献(斎藤正典、他：

「地上系デジタル放送用多値O F D M方式」、テレビジョン学会技術報告、Vol. 19, No. 10, BCS95-3, pp. 13-18, 1995年2月)に示されるように、ガードインターバルでは時間波形を一定区間繰り返す。ガードインターバ

ルを設けると、受信側で多重遅延波による符号間干渉の発生を防止可能になる。

【0007】並直列変換回路の出力するディジタル信号は、2つのD/A変換器によってアナログ信号に変換された後、直交変調器により所望の無線周波数に周波数変換され、アンテナから送信される。

【0008】次に受信装置を説明する。アンテナで受信された信号は、直交検波器によってベースバンドに周波数変換され、さらに2つのA/D変換器によって量子化される。量子化された信号は直並列変換回路によって並列信号に変換された後、FFT回路によりフーリエ変換される。FFT回路におけるサンプリング周波数及びFFTのポイント数を f_s 及び N_s とする場合、FFT回路の出力には、周波数間隔が (f_s/N_s) の複数の搬送波の各々の複素振幅を示す信号が得られる。従って、 f_s 、 N_s を送信装置と同じに定めれば、受信された信号の各搬送波の複素振幅がFFT回路の出力に得られる。

【0009】FFT回路の出力は、8個のQPSK復調回路によってそれぞれ復調される。さらに各QPSK復調回路が出力する信号は、8個の識別回路によって2ビット×8系列のデータに識別される。8個の識別回路が出力する2ビット×8系列のデータは、並直列変換回路で直列データに変換され出力される。周波数選択性フェージングを生じる回線においては、伝送路の周波数特性が伝送帯域内で一様ではない。従って、OFDM伝送方式を用いない場合には波形歪みが発生して著しく伝送品質が劣化する。

【0010】図8のような周波数直交多重通信装置においては、送信信号スペクトルは複数の狭帯域信号の和で表される。狭帯域信号に関する伝送路周波数特性は、各帯域内ではほぼ一様（フラットフェージング）とみなせるので、それぞれの狭帯域信号を波形歪み無く伝送できる。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】従来の直交周波数多重通信装置においては、受信装置が受信する遅延波の遅延時間がガードインターバル内であれば、各狭帯域信号の符号誤り率はフラットフェージング条件での符号誤り率に等しい。従って、総合誤り率特性もフラットフェージング条件での符号誤り率特性と何ら変わらず、高い伝送品質を得るためにには高いS/N（信号対雑音電力比）を必要とする。すなわち、高い受信信号電力が必要であった。

【0012】本発明は、直交周波数多重通信装置が周波数選択性フェージングが生じる回線を利用する場合に、低い受信信号電力で高い伝送品質を実現するとともに、周波数利用効率の低下を防止することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】請求項1は、互いの周波

数の間隔が $1/T$ （Tは実数）の整数倍に定められた複数のM系統の搬送波を並列に用いる直交周波数多重通信装置において、変調シンボル周期がT[s]に定められ、1変調シンボルあたりの伝送ビット数を示す多値数がJの変調信号を出力するM以下のK系統の多値変調手段と、該多値変調手段の出力信号を前記M系統の搬送波の周波数のいずれかに周波数変換するとともに、前記K系統の多値変調手段からの出力信号のうち少なくとも1系統については、1つの出力信号を2以上の搬送波周波数に周波数変換する周波数変換手段とを送信装置に設け、受信される信号に含まれるM系統の搬送波周波数のそれぞれの信号について復調を行うM系統の多値復調手段と、該多値復調手段が出力する信号のうち、送信装置の同一の多値変調手段に割り当てられた複数の信号を合成するダイバーシチ合成手段とを受信装置に設けたことを特徴とする。

【0014】伝送路の遅延分散が大きい（フェージングの周波数相関が小さい）周波数選択性フェージングが生じる回線を利用する場合には、伝送する信号に含まれる複数の狭帯域信号は、それっぽほ独立なフェージング変動を受ける。そこで、請求項1の発明では、2以上の搬送波周波数を用いて同一の信号を並列に伝送する周波数ダイバーシチを行う。

【0015】通常、周波数ダイバーシチを用いると、冗長性が増すため周波数利用効率が低下するという不具合が生じる。本発明では、変調信号の多値数Jを増加することにより周波数利用効率の低下を回避している。

【0016】変調信号の多値数Jを増加すれば所要受信電力が増加するが、周波数ダイバーシチの併用によってそれを上回るダイバーシチ利得が得られるため、総合的には高い伝送品質が比較的低い所要受信電力で達成される。また周波数利用効率の低下も防止される。なお、周波数ダイバーシチを行う系統数の最大値Lは、(M-K)とKの何れか小さい方の系統数に制限される。

【0017】請求項2は、請求項1記載の直交周波数多重通信装置において、前記多値変調手段の多値数J及び系統数Kを可変に構成し、送信装置と受信装置との間の無線伝搬路の遅延分散の大きさを検出する遅延分散検出手段と、該遅延分散検出手段の検出結果に応じて前記多値変調手段の多値数J及び系統数Kを制御する制御手段とを設け、検出された遅延分散が比較的大きい場合には少なくとも1系統については多値数Jを大きくして系統数Kを小さくし、検出された遅延分散が比較的小さい場合には少なくとも1系統については多値数Jを小さくして系統数Kを大きくすることを特徴とする。

【0018】一方、伝送路の遅延分散が小さい場合には各狭帯域信号間の周波数相関が大きくなり、十分なダイバーシチ利得が得られなくなる。そこで本発明の請求項2では、検出した遅延分散の大小に応じて、変調信号の多値数J及び同一信号を送出する搬送波数（ダイバーシ

チブランチ数：系統数Kと同じ）を減少させる。この制御により、遅延分散が小さい場合の伝送品質の劣化が自動的に回避され、一層安定した通信が可能になる。

【0019】遅延分散検出手段としては、例えば特開平5-276059号公報に示されるような遅延分散判別回路を利用できる。検出された遅延分散を所定の閾値と比較することにより、遅延分散の大小を識別できる。遅延分散の検出を周期的に実施すれば、伝送路の状態変化に自動的に適応するように多値変調手段の多値数J及び系統数Kを切り替えることができる。

【0020】請求項3は、請求項2記載の直交周波数多重通信装置において、前記遅延分散検出手段に、受信装置の受信した信号に含まれるM系統の搬送波周波数のそれぞれの成分の受信信号レベルを検出する複数のレベル検出手段と、該レベル検出手段が検出した複数の受信信号レベルに基づいてそれらの不均一性を示す値を求める演算手段とを設けたことを特徴とする。

【0021】特開平5-276059号公報に示されるような従来の遅延分散判別回路を用いる場合には、遅延分散の検出のために同期語などの特別な信号を送信装置から受信装置に送出する必要があるため、通信制御が複雑になり、伝送効率が低下する。本発明の請求項3では、同期語などの特別な信号を送信装置から受信装置に送出する必要がない。従って伝送効率の低下を回避できる。

【0022】周波数選択性フェージングが生じる回線を利用する場合には、伝送する信号に含まれる複数の狭帯域信号は、それっぽ独立なフェージング変動を受ける。従って、複数の狭帯域信号の受信レベルは不均一になる。つまり、レベル検出手段が検出した複数の狭帯域信号の受信レベルの不均一性（ばらつき）を識別することにより、遅延分散の大小を検出できる。

【0023】請求項4は、請求項2記載の直交周波数多重通信装置において、前記制御手段は前記遅延分散検出手段の検出結果に応じて、多値数J及び系統数Kの切替を指示する無線信号を送信装置を介して通信相手局の受信装置に送信し、多値数J及び系統数Kの切替を指示する無線信号を受信した受信装置は、受信した無線信号に従って前記多値変調手段の多値数J及び系統数Kを切り替えることを特徴とする。

【0024】通信装置同士の間でデータを伝送するためには、双方の通信装置の多値数J及び系統数Kが一致している必要がある。多値数J及び系統数Kが一致しているかどうかを調べるのは難しい。本発明の請求項4では、遅延分散検出手段の検出結果に応じて多値数J及び系統数Kを切り替えるときに、一方の通信装置から通信相手の通信装置に特別な制御信号を送出するので、双方の多値数J及び系統数Kを一致させるのが容易である。

【0025】請求項5は、請求項4記載の直交周波数多重通信装置において、多値数J及び系統数Kの切替を指

示する前記制御手段からの制御信号を少なくとも所定時間遅らせて自局の送信装置及び受信装置に印加する遅延手段を設けたことを特徴とする。多値数J及び系統数Kを切り替えるときに一方の通信装置から制御信号を送出してから通信相手の通信装置が実際に多値数J及び系統数Kを切り替えるまでにはある程度の時間遅れが発生する。

【0026】本発明の請求項5においては、遅延手段を用いて、自局の送信装置及び受信装置に印加する制御信号を遅らせるので、互いに通信する通信装置の多値数J及び系統数Kの切替タイミングを同期させることができる。

【0027】

【発明の実施の形態】（第1の実施の形態）この形態の直交周波数多重通信装置の構成を図1及び図2に示す。この形態は請求項1に対応する。

【0028】図1は直交周波数多重通信装置の送信装置の構成例を示すブロック図である。図2は直交周波数多重通信装置の受信装置の構成例を示すブロック図である。本発明の直交周波数多重通信装置は、最低1つの送信装置と1つの受信装置とで構成される。この形態では、請求項1の多値変調手段、周波数変換手段、多値復調手段及びダイバーシチ合成手段は、それぞれ16QAM変調回路101～104、逆FFT回路105、16QAM復調回路117～124及びダイバーシチ合成回路125～128に対応する。

【0029】図1及び図2に示す直交周波数多重通信装置は、使用する搬送波の系統数M、係数N、多値変調手段の多値数J及び多値変調手段の系統数Kが、それぞれ8、2、4及び4の場合の構成例を示している。また、この例では周波数変換手段が1つの出力信号を2以上の搬送波周波数に周波数変換する系統数（L）は4になっている。

【0030】図1に示すように、この送信装置はデジタル送信信号処理ユニット51、アナログ送信信号処理ユニット52及びアンテナ110で構成されている。デジタル送信信号処理ユニット51には、直並列変換回路100、16QAM変調回路101、102、103、104、逆FFT回路105及び並直列変換回路106が備わっている。アナログ送信信号処理ユニット52にはD/A変換器107、108及び直交変調器109が備わっている。

【0031】デジタル送信信号処理ユニット51に入力される時系列の入力データは、直並列変換回路100によって4系列の4ビット並列データS1、S2、S3及びS4に変換される。直並列変換回路100が出力する4系列の4ビット並列データS1、S2、S3及びS4は、それぞれ16QAM変調回路101、102、103及び104に印加される。

【0032】16QAM変調回路101、102、103

3及び104は、各々、搬送波を16値直交振幅変調

(16 Quadrature Amplitude Modulation) した変調波を出力する。これらの変調波は、振幅及び位相の違いによって16値の符号を表すので、実数成分と虚数成分とで構成される複素変調信号の形で16QAM変調回路101, 102, 103及び104から出力される。

【0033】16QAM変調回路101, 102, 103及び104が出力する4系統の複素変調信号は、逆FFT回路105に入力される。ここで、各複素変調信号はそれぞれ2系統に分岐され、分岐された2系統の複素変調信号は逆FFT回路105の互いに異なる入力端子に入力される。すなわち、16QAM変調回路101が出力する複素変調信号は、2つの信号S11, S12に分岐され、16QAM変調回路102が出力する複素変調信号は、2つの信号S21, S22に分岐され、16QAM変調回路103が出力する複素変調信号は、2つの信号S31, S32に分岐され、16QAM変調回路104が出力する複素変調信号は、2つの信号S41, S42に分岐され、それぞれの信号S11, S12, S21, S22, S31, S32, S41及びS42が逆FFT回路105に入力される。

【0034】逆FFT回路105は逆フーリエ変換を実施するので、逆FFT回路105に入力された信号は、所定の搬送波周波数に変換される。また、逆FFT回路105はそれぞれの入力端子の信号を互いに異なる搬送波周波数に変換する。従って、16QAM変調回路101, 102, 103及び104が出力する4系統の複素変調信号から8系統の搬送波周波数の信号が生成される。すなわち、4系統のそれについて、同一の複素変調信号から搬送波周波数の異なる2つの信号が同時に生成される。

【0035】逆FFT回路105は、逆フーリエ変換により8種類の搬送波周波数の信号を生成する。これらの搬送波周波数は、複数の搬送波が直交するための条件を満たすように予め定められている。すなわち、互いの搬送波周波数の間隔が $1/T$ [Hz] (T は実数) の整数倍になるように変換後の信号の搬送波周波数が定めてある。

【0036】搬送波周波数の間隔は、逆FFT回路105におけるサンプリング周波数 f_s とFFTポイント数 N_s とで決定される。逆FFT回路105の出力には、互いに直交関係にある8系統の搬送波を16QAM変調した信号の時間波形が並列に現れる。その出力を並直列変換回路106を用いて時系列の複素直列データに変換する。

【0037】また、並直列変換回路106は出力する信号にガードインターバルを挿入する機能を備えている。ガードインターバルにおいては、時間波形を一定区間繰り返す。並直列変換回路106の出力は、D/A変換器107, 108によってアナログ信号に変換された後、

直交変調器109により所望の無線周波数に周波数変換されてアンテナ110から送信される。

【0038】次に、図2に示す受信装置について説明する。この受信装置は、アンテナ111、アナログ受信信号処理ユニット61及びデジタル受信信号処理ユニット62を備えている。アナログ受信信号処理ユニット61には直交検波器112、A/D変換器113及び114が備わっている。デジタル受信信号処理ユニット62には、直並列変換回路115、FFT回路116, 16QAM復調回路117～124、ダイバーシチ合成回路125～128、識別回路129～132及び並直列変換回路133が備わっている。

【0039】アンテナ111で受信された信号は、直交検波器112によってベースバンドに周波数変換され、さらにA/D変換器113及び114によって量子化される。量子化された信号は、直並列変換回路115によって8系統の並列データに変換される。直並列変換回路115が输出する8系統の並列データは、FFT回路116に入力される。FFT回路116は入力された8系統の並列データをフーリエ変換(FFT)する。

【0040】FFT回路116におけるサンプリング周波数及びFFTのポイント数は、図1の送信装置の逆FFT回路105におけるサンプリング周波数 f_s 及びFFTのポイント数 N_s と同一に定めてある。

【0041】従って、FFT回路116の出力には、周波数間隔が (f_s/N_s) の各搬送波の複素振幅、すなわち、送信装置で生成された各搬送波成分の複素振幅の信号が得られる。FFT回路116がoutputする8つの各搬送波成分の複素振幅信号は16QAM復調回路117～124によってそれぞれ復調される。

【0042】8個の16QAM復調回路117～124は、処理する信号の搬送波周波数に応じて予め4組に区分されている。すなわち、16QAM復調回路117及び118は第1組に区分され、16QAM復調回路119及び120は第2組に区分され、16QAM復調回路121及び122は第3組に区分され、16QAM復調回路123及び124は第4組に区分されている。

【0043】第1組に区分された16QAM復調回路117及び118は、送信装置の逆FFT回路105における信号S11及びS12の各搬送波周波数に対応づけられている。同様に、第2組に区分された16QAM復調回路119及び120は信号S21及びS22の各搬送波周波数に対応づけられ、第3組に区分された16QAM復調回路121及び122は、信号S31及びS32の各搬送波周波数に対応づけられ、第4組に区分された16QAM復調回路123及び124は信号S41及びS42の各搬送波周波数に対応づけられている。

【0044】つまり、16QAM復調回路117, 118, 119, 120, 121, 122, 123及び124は、それぞれ信号S11, S12, S21, S22,

S 3 1, S 3 2, S 4 1 及び S 4 2 を復調する。第 1 組に区分された 1 6 QAM 復調回路 1 1 7 及び 1 1 8 が 出力する 2 系統の信号は ダイバーシチ 合成回路 1 2 5 に入力され、第 2 組に区分された 1 6 QAM 復調回路 1 1 9 及び 1 2 0 が 出力する 2 系統の信号は ダイバーシチ 合成回路 1 2 6 に入力され、第 3 組に区分された 1 6 QAM 復調回路 1 2 1 及び 1 2 2 が 出力する 2 系統の信号は ダイバーシチ 合成回路 1 2 7 に入力され、第 4 組に区分された 1 6 QAM 復調回路 1 2 3 及び 1 2 4 が 出力する 2 系統の信号は ダイバーシチ 合成回路 1 2 8 に入力される。

【0045】ダイバーシチ合成回路 1 2 5 は、第 1 組の 1 6 QAM 復調回路 1 1 7, 1 1 8 から入力される 2 系統の信号を最大比合成する。すなわち、互いに異なる搬送波周波数で伝送された 2 系統の信号を ダイバーシチ 合成して元の 1 つの信号 (S 1) を生成する。同様に、ダイバーシチ合成回路 1 2 6, 1 2 7 及び 1 2 8 は、それぞれに入力される 2 系統の信号を最大比合成し、合成された信号を出力する。

【0046】ダイバーシチ合成回路 1 2 5, 1 2 6, 1 2 7 及び 1 2 8 が 出力する 4 系統の信号は、識別回路 1 2 9, 1 3 0, 1 3 1 及び 1 3 2 によってそれぞれ 4 ビットのデータに識別される。識別回路 1 2 9, 1 3 0, 1 3 1 及び 1 3 2 が 出力する 4 系統の 4 ビットデータは、並直列変換回路 1 3 3 によって直列データに変換され出力される。

【0047】なお、ここでは使用する搬送波の系統数 M、係数 N、多値変調手段の多値数 J 及び多値変調手段の系統数 K が、それぞれ 8, 2, 4 及び 4 の場合を説明したが、これらは必要に応じて変更することができる。例えば、多値数 J が 8 の 6 4 QAM 変調回路及び 6 4 QAM 復調回路を 1 6 QAM 変調回路 1 0 1 ~ 1 0 4 及び 1 6 QAM 復調回路 1 1 7 ~ 1 2 4 の代わりに用いてもよい。また、1 6 QAM 変調回路 1 0 1 の出力を 3 以上の系統に分岐して、3 以上の搬送波周波数を同時に利用して 1 つの信号を伝送してもよい。

【0048】(第 2 の実施の形態) この形態の直交周波数多重通信装置の構成を図 3 ~ 図 6 に示す。この形態は請求項 1、請求項 2、請求項 4 及び請求項 5 に対応する。図 3 はこの形態の通信装置を用いるシステムの構成例を示すブロック図である。図 4 はこの形態の送信装置の構成例を示すブロック図である。図 5 はこの形態のデジタル受信信号処理ユニット 6 2 B の構成例を示すブロック図である。図 6 は多値数可変変調回路 2 0 1 及び多値数可変復調回路 2 1 7 の構成例を示すブロック図である。

【0049】なお、図 3 ~ 図 6において、第 1 の実施の形態と同一の構成要素には同一の符号を付けて示してある。この形態では、請求項 1 の多値変調手段、周波数変換手段、多値復調手段及びダイバーシチ合成手段は、そ

れぞれ多値数可変変調回路 2 0 1 ~ 2 0 4、逆 FFT 回路 1 0 5、多値数可変復調回路 2 1 7 ~ 2 2 4 及びダイバーシチ合成回路 2 2 5 ~ 2 2 8 に対応する。

【0050】また、請求項 2 の遅延分散検出手段及び制御手段は、それぞれ遅延分散検出手回路 2 4 9 及び制御回路 2 5 0 に対応する。請求項 5 の遅延手段は遅延回路 2 5 1 に対応する。この形態では、使用する搬送波の系統数 M 及び係数 N がそれぞれ 8 及び 2 の場合について説明する。この形態では、多値変調手段の多値数 J 及び系統数 K は可変である。具体的には、多値数 J 及び系統数 K がそれぞれ 4 及び 4 の状態と、多値数 J 及び系統数 K がそれぞれ 2 及び 8 の状態との 2 種類の何れかの状態に自動的に切り替わる。

【0051】互いに通信する通信局の間で多値数 J 及び系統数 K を一致させる必要があるので、この例では多値数 J 及び系統数 K の切替を指示する制御信号を第 1 の通信局から第 2 の通信局に送信する。従って、図 3 に示すように互いに通信を行う第 1 の通信局と第 2 の通信局は、それぞれが送信装置 5 0 A (5 0 B) と受信装置 6 0 A (6 0 B) とを備えている。

【0052】受信装置 6 0 A には、アナログ受信信号処理ユニット 6 1、デジタル受信信号処理ユニット 6 2 B、遅延分散検出手回路 2 4 9、制御回路 2 5 0 及び遅延回路 2 5 1 が備わっている。遅延分散検出手回路 2 4 9 は、例えば特開平 5-276059 号に示されているように、同期語と受信信号との相関係数の時間波形に基づいて遅延分散を検出する。検出された遅延分散は予め定めた閾値と比較される。この比較の結果、遅延分散の大小を示す 2 値の制御信号が得られる。

【0053】通信の間、遅延分散の検出は周期的に繰り返される。従って遅延分散に応じた制御信号は逐次更新される。検出された遅延分散の大小が変化すると、制御回路 2 5 0 は多値数 J 及び系統数 K の切替を指示する制御信号を出力する。この制御信号は、送信装置 5 0 A を介して第 2 の通信局に送信される。また、制御回路 2 5 0 が 出力する制御信号は、遅延回路 2 5 1 を介して自局のデジタル受信信号処理ユニット 6 2 B にも印加される。

【0054】第 2 の通信局においては、第 1 の通信局からの制御信号を受信すると、それを制御信号識別回路 6 5 が識別する。そして、制御信号識別回路 6 5 は制御信号をデジタル送信信号処理ユニット 5 1 B に印加して、その多値数 J 及び系統数 K が、第 1 の通信局と一致するように制御する。第 1 の通信局で制御回路 2 5 0 が 制御信号を生成してから第 2 の通信局の多値数 J 及び系統数 K が切り替わるまでにはある程度の時間遅れが発生する。第 1 の通信局と第 2 の通信局の多値数 J 及び系統数 K の切り替わりのタイミングがずれるのを防止するために、遅延回路 2 5 1 はデジタル受信信号処理ユニット 6 2 B に印加する制御信号の出力を少なくとも所定時

間遅らせる。

【0055】ここでは、遅延分散が閾値より大きい場合に制御信号は1になり、遅延分散が閾値以下の場合には制御信号は0になるものとする。送信装置50Bの動作について、図4を参照して説明する。デジタル送信信号処理ユニット51Bに入力される入力データは、直並列変換回路100により(2+2)ビット×4系列の並列データに変換され、多値数可変変調回路201～204に入力される。

【0056】多値数可変変調回路201～204は、制御信号が1の場合には16QAM変調を行う。すなわち、入力データを4ビット並列データとして扱い、この4ビット並列データで16QAM変調された複素変調信号を出力する。この場合、得られた複素変調信号は多値数可変変調回路201～204内でそれぞれ2系統に分岐されて出力される。

【0057】一方、制御信号が0の場合には、多値数可変変調回路201～204はQPSK変調を行う。すなわち、入力データを2系統の2ビット並列データとして扱い、2ビット並列データでQPSK変調された2系統の複素変調信号を出力する。多値数可変変調回路201～204が出力する複素変調信号は、逆FFT回路105に入力される。

【0058】逆FFT回路105のそれぞれの出力端子には、互いに直交関係にある8種類の搬送波を16QAM変調又はQPSK変調した信号の時間波形が得られる。これらの信号は、並直列変換回路106によって時系列の複素直列データに変換される。並直列変換回路106はガードインターバルの挿入機能を備えている。ガードインターバルでは、時間波形を一定区間繰り返す。

【0059】並直列変換回路106が出力する信号は、D/A変換器107、108によってアナログ信号に変換された後、直交変調器109により所望の無線周波数に周波数変換され、アンテナ110から送信される。次に受信装置60Aについて説明する。アンテナ111で受信された信号は、第1の実施の形態と同様に、直交検波器112によりベースバンドに周波数変換され、さらにA/D変換器113、114によって量子化される(図2参照)。

【0060】量子化された信号は、図5に示す直並列変換回路115に入力され、8系統の並列データに変換される。直並列変換回路115から出力される8系統の並列データは、FFT回路116に入力されてフーリエ変換される。FFT回路116におけるサンプリング周波数及びFFTのポイント数は、図4の送信装置の逆FFT回路105におけるサンプリング周波数f_s及びFFTのポイント数N_sと同一に定めてある。

【0061】従って、FFT回路116の出力には、周波数間隔が(f_s/N_s)の各搬送波の複素振幅、すなわち、送信装置で生成された各搬送波成分の複素振幅の

信号が得られる。FFT回路116が出力する8系統の信号は、多値数可変復調回路217～224によってそれぞれ復調される。

【0062】制御信号が1の場合には、多値数可変復調回路217～224は16QAM復調を実施する。多値数可変復調回路217～224が出力する8系統の信号は、送信された変調信号の区分に応じて2系統ずつ4組に区分されて、ダイバーシチ合成回路225～228に入力される。8個の多値数可変復調回路217～224は、処理する信号の搬送波周波数に応じて予め4組に区分されている。すなわち、多値数可変復調回路217及び218は第1組に区分され、多値数可変復調回路219及び220は第2組に区分され、多値数可変復調回路221及び222は第3組に区分され、多値数可変復調回路223及び224は第4組に区分されている。

【0063】第1組に区分された多値数可変復調回路217及び218は、送信装置の逆FFT回路105における信号S11及びS12の各搬送波周波数に対応づけられている。同様に、第2組に区分された多値数可変復調回路219及び220は信号S21及びS22の各搬送波周波数に対応づけられ、第3組に区分された多値数可変復調回路221及び222は、信号S31及びS32の各搬送波周波数に対応づけられ、第4組に区分された多値数可変復調回路223及び224は信号S41及びS42の各搬送波周波数に対応づけられている。

【0064】つまり、多値数可変復調回路217、218、219、220、221、222、223及び224は、それぞれ信号S11、S12、S21、S22、S31、S32、S41及びS42を復調する。第1組に区分された多値数可変復調回路217及び218が出力する2系統の信号はダイバーシチ合成回路225に入力され、第2組に区分された多値数可変復調回路219及び220が出力する2系統の信号はダイバーシチ合成回路226に入力され、第3組に区分された多値数可変復調回路221及び222が出力する2系統の信号はダイバーシチ合成回路227に入力され、第4組に区分された多値数可変復調回路223及び224が出力する2系統の信号はダイバーシチ合成回路228に入力される。

【0065】ダイバーシチ合成回路225～228はそれぞれ入力された2系統の信号を最大比合成した信号を出力する。ダイバーシチ合成回路225～228が出力する信号は、それぞれ識別回路237～240によって4ビットのデータに識別される。つまり、4系列の4ビットデータが識別回路237～240の出力に得られる。

【0066】一方、制御信号が0の場合には、多値数可変復調回路217～224は入力信号に対してQPSK復調を行う。この場合には、多値数可変復調回路217～224が出力する信号は、それぞれ識別回路229～

237によって2ビットのデータに識別される。つまり、識別回路229～237の出力には8系列の2ビットデータが得られる。

【0067】このようにして生成される4系列の4ビットデータ及び8系列の2ビットデータが切替回路241～248に入力される。切替回路241～248は、入力される制御信号の値が1の場合には4系列の4ビットデータを並直列変換回路133に出力し、制御信号の値が0の場合には8系列の2ビットデータを並直列変換回路133に出力する。

【0068】並直列変換回路133は、入力される4系列の4ビットデータ又は8系列の2ビットデータを直列データに変換して出力する。多値数可変変調回路201及び多値数可変復調回路217は、図6に示すように構成されている。多値数可変変調回路202～204の構成は多値数可変変調回路201と同一であり、多値数可変復調回路218～224の構成は多値数可変復調回路217と同一である。

【0069】図6を参照すると、多値数可変変調回路201は16QAM変調回路81、QPSK変調回路82、83、選択回路84及び85で構成されている。多値数可変変調回路201に入力される4ビットデータは、16QAM変調回路81に入力される。また、多値数可変変調回路201に入力される4ビットデータは、上位2ビットと下位2ビットとに区分され、上位2ビットの信号はQPSK変調回路82に入力され、下位2ビットの信号はQPSK変調回路83に入力される。

【0070】選択回路84及び85は、制御信号に応じて、16QAM変調回路81で変調された信号とQPSK変調回路82、83で変調された信号との何れか一方を選択して出力する。多値数可変復調回路217は、16QAM復調回路91、QPSK復調回路92及び選択回路93で構成されている。多値数可変復調回路217に入力される信号は16QAM復調回路91及びQPSK復調回路92にそれぞれ入力される。選択回路93は、制御信号に応じて、16QAM復調回路91からの信号とQPSK復調回路92からの信号との何れか一方を選択して出力する。

【0071】なお、多値数可変変調回路201～204及び多値数可変復調回路217～224の構成については、必要に応じて変更してもよい。特に、この形態では16QAM変調とQPSK変調とを切り替える場合を説明したが、例えば64QAM変調と16QAM変調とを切り替えるように変更することも可能である。

【0072】(第3の実施の形態) この形態の直交周波数多重通信装置の主要部の構成を図7に示す。図7に示した部分以外の構成については、第1の実施の形態と同一である。この形態は請求項3に対応する。この形態では、請求項3の前記遅延分散検出手段、レベル検出手段及び演算手段は、それぞれ遅延分散検出手段249B、

レベル検出手段311～318及び演算手段321に対応する。

【0073】図7に示すように遅延分散検出手段249Bには8個のレベル検出手段311～318と演算手段321が備わっている。図7に示す遅延分散検出手段249Bは、第2の実施の形態における遅延分散検出手段249と同一の機能を果たすものである。但し、遅延分散検出手段249Bは受信装置のデジタル受信信号処理ユニット62BにおけるFFT回路116の出力信号を監視して受信信号の遅延分散を検出する。

【0074】レベル検出手段311～318は、FFT回路116が出力する8系統の信号の搬送波のレベルをそれぞれ監視する。レベル検出手段311～318が検出した8系統の信号の各々の搬送波レベルを示す信号が、演算手段321に入力される。演算手段321は、入力される信号から、8系統の信号の搬送波レベルの分散を算出する。受信した信号の遅延分散が小さい場合には8系統の信号の搬送波レベルが均一になるが、遅延分散が大きいと8系統の信号の搬送波レベルは不均一になる。従って、演算手段321が算出する8系統の信号の搬送波レベルの分散は受信信号の遅延分散の大きさに応じた値を示す。

【0075】演算手段321は、検出した遅延分散の値を予め定めた閾値と比較して、遅延分散の大小を2値的に識別する。この識別の結果が制御信号として出力される。この制御信号は、図3に示す制御回路250に印加される。演算手段321は、遅延分散の検出を周期的に実施するので、通信回線の状態の変化に対応して、制御信号は逐次更新される。

【0076】この形態においては、8系統の信号の搬送波レベルの分散から受信信号の遅延分散を求めていながら、別の方法を用いても遅延分散を検出できる。例えば、複数の信号の搬送波レベルの最大値と最小値との差分の大きさから遅延分散を求めててもよい。

【0077】

【発明の効果】以上説明したように、請求項1の発明によれば、周波数選択性フェージングが生じる通信回線を利用する場合においても、高い伝送品質を低い受信信号電力で実現でき、しかも周波数利用効率が低下しない直交周波数多重通信装置が実現される。

【0078】また、請求項2の発明によれば、遅延分散の大小とは無関係に良好な通信品質が維持される。更に、請求項3の発明によれば、遅延分散の検出のために特別な信号を送出する必要がないので、伝送効率の低下を回避できる。請求項4の発明によれば、遅延分散検出手段の検出結果に応じて多値数J及び系統数Kを切り替えるときに、一方の通信装置から通信相手の通信装置に特別な制御信号を送出するので、双方の多値数J及び系統数Kを一致させるのが容易である。

【0079】請求項5の発明によれば、遅延手段を用い

て、自局の送信装置及び受信装置に印加する制御信号を遅らせるので、互いに通信する通信装置の多値数J及び系統数Kの切替タイミングを同期させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施の形態の送信装置の構成例を示すブロック図である。

【図2】第1の実施の形態の受信装置の構成例を示すブロック図である。

【図3】第2の実施の形態の通信装置を用いるシステムの構成例を示すブロック図である。

【図4】第2の実施の形態の送信装置の構成例を示すブロック図である。

【図5】第2の実施の形態のデジタル受信信号処理ユニット62Bの構成例を示すブロック図である。

【図6】多値数可変変調回路201及び多値数可変復調回路217の構成例を示すブロック図である。

【図7】第3の実施の形態の主要部の構成を示すブロック図である。

【図8】直交周波数多重通信装置の従来例を示すブロック図である。

【符号の説明】

50A, 50B 送信装置

51, 51B デジタル送信信号処理ユニット

52 アナログ送信信号処理ユニット

60A, 60B 受信装置

61 アナログ受信信号処理ユニット

62, 62B デジタル受信信号処理ユニット

65 制御信号識別回路

81 16QAM変調回路

82, 83 QPSK変調回路

84, 85 選択回路

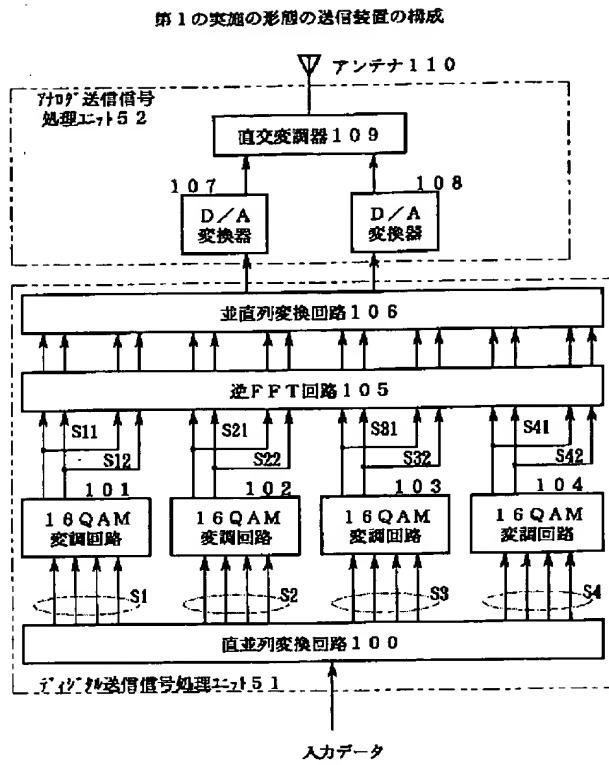
91 16QAM復調回路

92 QPSK復調回路

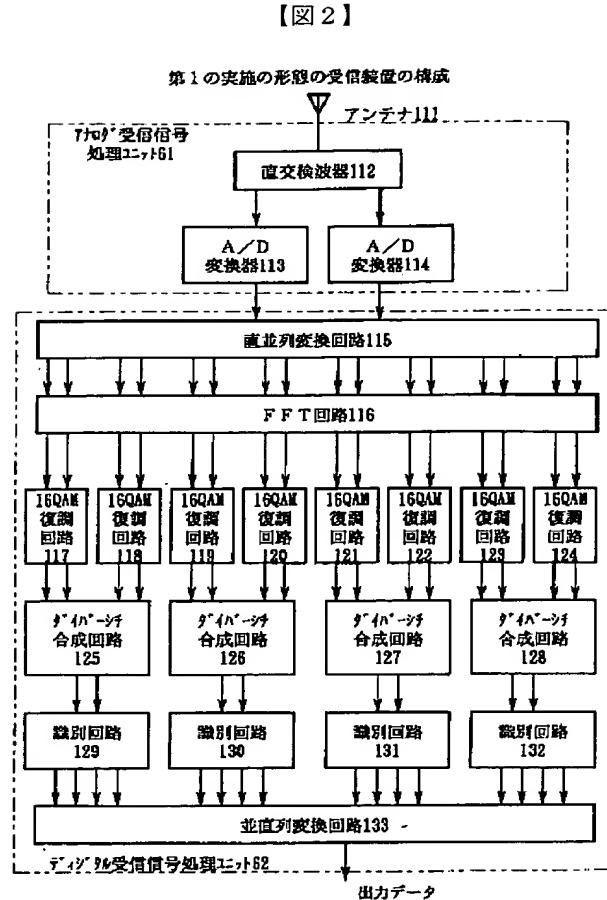
93 選択回路

100	直並列変換回路	
101, 102, 103, 104	16QAM変調回路	
105	逆FFT回路	
106	並直列変換回路	
107, 108	D/A変換器	
109	直交変調器	
110, 111	アンテナ	
112	直交検波器	
113, 114	A/D変換器	
115	直並列変換回路	
116	FFT回路	
117, 118, 119, 120	16QAM復調回路	
121, 122, 123, 124	16QAM復調回路	
125, 126, 127, 128	ダイバーシチ合成回路	
129, 130, 131, 132	識別回路	
133	並直列変換回路	
201, 202, 203, 204	多値数可変変調回路	
217, 218, 219, 220	多値数可変復調回路	
221, 222, 223, 224	多値数可変復調回路	
225, 226, 227, 228	ダイバーシチ合成回路	
229, 230, 231, 232	識別回路	
233, 234, 235, 236	識別回路	
237, 238, 239, 240	識別回路	
241, 242, 243, 244	切替回路	
245, 246, 247, 248	切替回路	
249	遅延分散検出回路	
250	制御回路	
251	遅延回路	
311, 312, 313, 314	レベル検出回路	
315, 316, 317, 318	レベル検出回路	
321	演算回路	

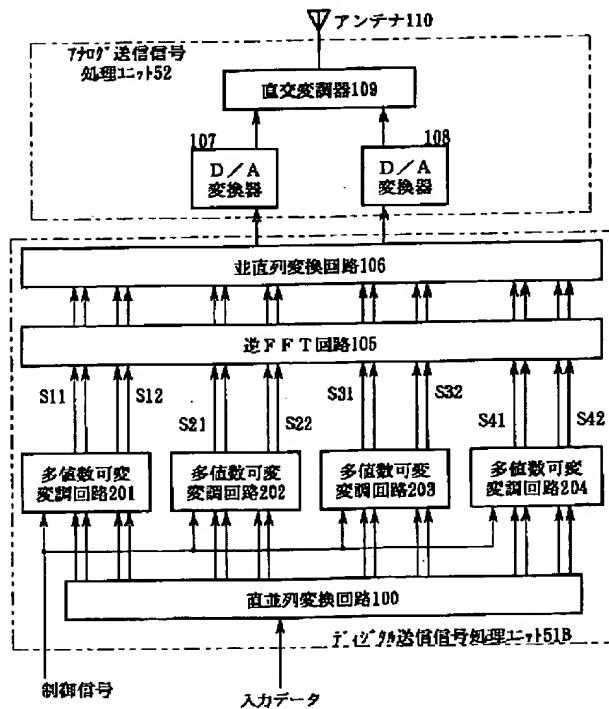
【図1】



【図4】

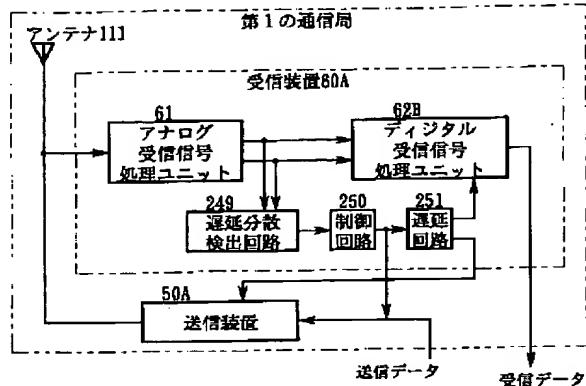


第2の実施の形態の送信装置の構成



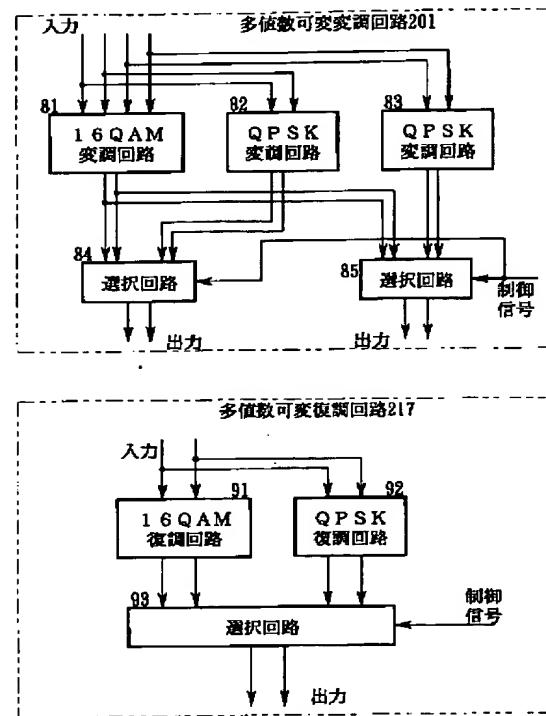
【図3】

第2の実施の形態の通信装置を用いるシステムの構成



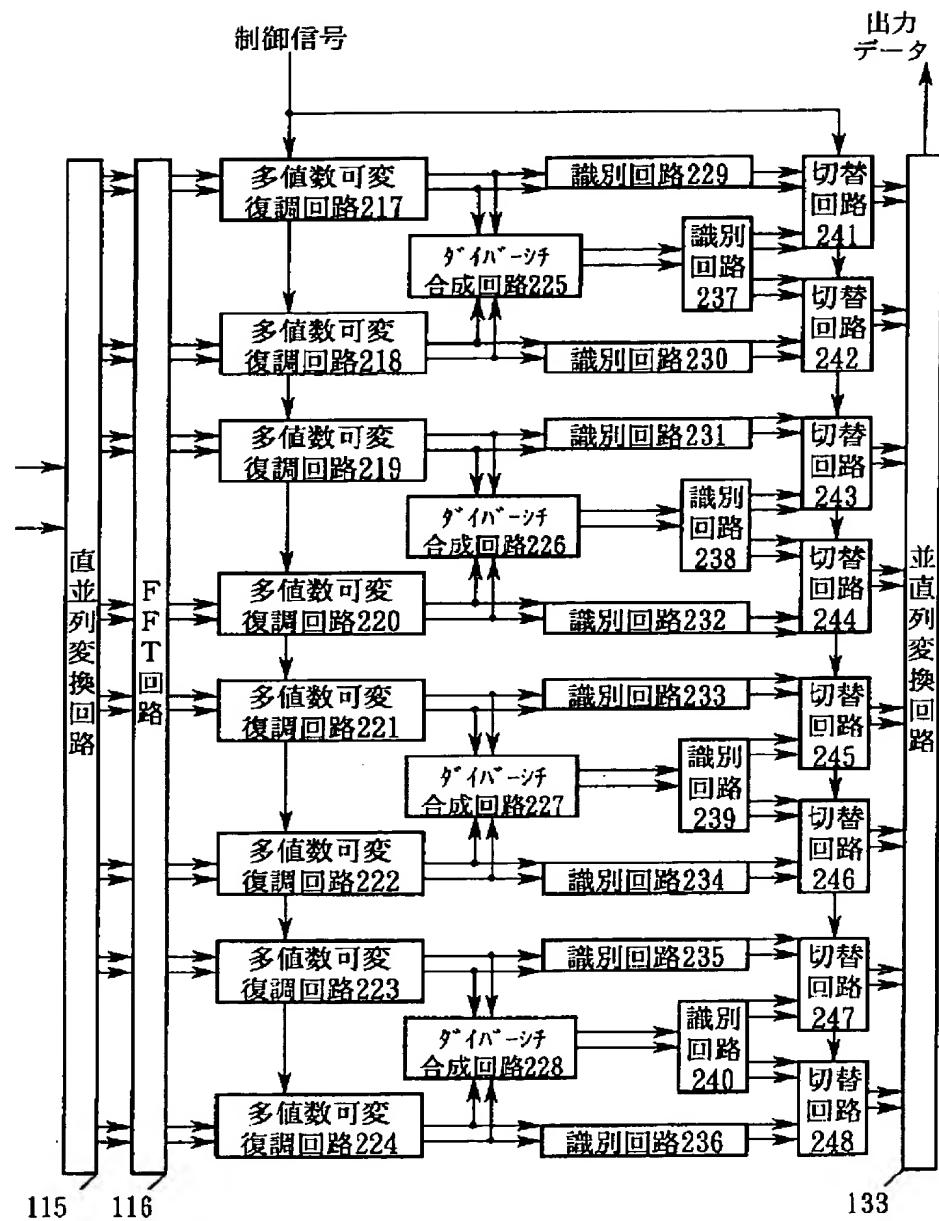
【図6】

多値数可変変調回路と多値数可変復調回路の構成



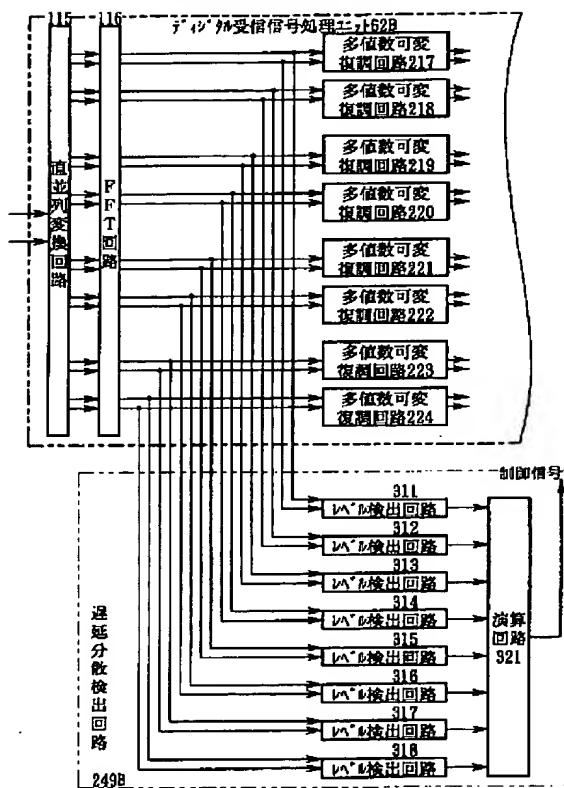
【図5】

第2の実施の形態の
デジタル受信信号処理ユニットの構成



【図7】

第3の実施の形態の構成



【図8】

従来例の送信装置と受信装置の構成

